

DocId: 3177

27 MAY 2005

PCT/JP03/15378

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

24.12.03

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2 0 0 2 年 1 2 月 2 日

出 願 番 号
Application Number: 特 願 2 0 0 2 - 3 4 9 6 8 3
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 2 - 3 4 9 6 8 3]

REC'D 19 FEB 2004	
WIPO	PCT

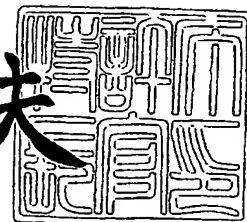
出 願 人
Applicant(s): 松下電器産業株式会社

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2 0 0 4 年 2 月 5 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



BEST AVAILABLE COPY

出証番号 出証特 2 0 0 4 - 3 0 0 6 2 6 7

【書類名】 特許願

【整理番号】 2892040093

【提出日】 平成14年12月 2日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G11B 20/10

【発明者】

【住所又は居所】 愛媛県温泉郡川内町南方 2 1 3 1 番地 1 松下寿電子工業株式会社内

【氏名】 越智 浩隆

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100097445

【弁理士】

【氏名又は名称】 岩橋 文雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100103355

【弁理士】

【氏名又は名称】 坂口 智康

【選任した代理人】

【識別番号】 100109667

【弁理士】

【氏名又は名称】 内藤 浩樹

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011305

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9809938

【書類名】 明細書

【発明の名称】 適応等化回路及び適応等化方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 記録媒体から読み出された信号を標本化するアナログ・デジタル変換手段と、前記アナログ・デジタル変換手段の出力の波形等化を行う第 1 のデジタル等化手段と、前記第 1 のデジタル等化手段により等化された信号に位相同期を行う位相同期手段と、前記位相同期手段により位相同期された信号から前記第 1 のデジタル等化手段の等化目標値を生成する等化目標生成手段と、前記アナログ・デジタル変換手段の出力と前記第 1 のデジタル等化手段により等化された信号と前記等化目標値とから前記第 1 のデジタル等化手段のタップ係数を演算する第 1 の係数演算手段を備えることを特徴とする適応等化回路。

【請求項 2】 前記等化目標生成手段は、前記位相同期された信号の等化目標値である仮目標値を生成する仮目標値生成手段と、前記仮目標値から前記位相同期手段による位相同期を行う前の等化目標値である真目標値を生成する等化目標位相回転手段を備えることを特徴とする請求項 1 に記載の適応等化回路。

【請求項 3】 前記第 1 のデジタル等化手段は、タップ係数が対称型の FIR フィルタであることを特徴とする請求項 1、2 に記載の適応等化回路。

【請求項 4】 前記位相同期手段により位相同期された信号を入力し、適応等化を行う第 2 のデジタル等化手段を備え、前記位相同期手段により位相同期された信号と前記第 2 のデジタル等化手段により等化された信号とから前記第 2 のデジタル等化手段のタップ係数を演算する第 2 の係数演算手段を備えることを特徴とする請求項 1 に記載の適応等化回路。

【請求項 5】 前記第 2 のデジタル等化手段は、タップ係数が非対称型の FIR フィルタであることを特徴とする請求項 4 に記載の適応等化回路。

【請求項 6】 前記位相同期手段は、前記第 1 のデジタル等化手段により等化された信号を補間する第 1 の補間手段と、前記第 1 の補間手段の出力から、前記第 1 の補間手段の補間位置を演算する補間位置演算手段を備える位相同期ループであって、前記等化目標位相回転手段は、前記仮目標値を補間し前記真目標値を得る第 2 の補間手段であって、前記第 2 の補間手段の補間位置は前記補間位置

演算手段と同一の機能を持つ第2の補間位置演算手段により演算されることを特徴とする請求項2に記載の適応等化回路。

【請求項7】 前記第1の補間手段と、第2の補間手段はFIRフィルタであって、前記補間位置演算手段は補間位置の情報としてタップ係数を出力し、 n をタップ数とした時の個々のタップ係数を $COE(n)$ とすれば、前記第1の補間手段に供給するタップ係数 $h1$ は、

$h1 = \{COE(1) COE(2) COE(3) \dots COE(n)\}$ と表され、

前期第2の補間手段のタップ数が前期第1の補間手段のタップ数と同じ場合に、第2の補間手段に供給するタップ係数 $h2$ は、下記のように前記 $h1$ を左右逆転した関係となる

$h2 = \{COE(n) COE(n-1) COE(n-2) \dots COE(1)\}$

あるいは、この係数 $h2$ を遅延させたものを入力し、

前記第2の補間手段のタップ数が前記第1の補間手段のタップ数と違う場合には、 m をタップ数とすれば、前記 $h1$ と同等の位相特性を持つ係数である $h3$ は、

$h3 = \{COE(1) COE(2) COE(3) \dots COE(m)\}$ と表される係数を用意し、

前記第2の補間手段に供給するタップ係数 $h4$ は、前記 $h3$ を左右逆転した係数である $h4$

$h4 = \{COE(m) COE(m-1) COE(m-2) \dots COE(1)\}$

あるいは、この係数 $h4$ を遅延させたものを入力することを特徴とする請求項6に記載の適応等化回路。

【請求項8】 前記位相同期手段で行う位相同期がアンロック状態であっても前記第1の係数演算手段は演算されたタップ係数を第1のデジタル等化手段に供給し、適応等化を行うことを特徴とする請求項3に記載の適応等化回路。

【請求項9】 前記位相同期手段で行う位相同期の周波数誤差をモニターする周波数誤差モニターを備え、前記周波数誤差が所定値より小さい場合は、前記第1の係数演算手段は演算されたタップ係数を第1のデジタル等化手段に供給して

適応等化を開始することを特徴とする請求項 3 および 6 に記載の適応等化回路。

【請求項 10】 前記周波数誤差モニターにより検出された周波数誤差が小さくなるように、前記補間位置演算手段での演算に用いる周波数情報を変化させる周波数引き込み手段を備えることを特徴とする請求項 9 に記載の適応等化回路。

【請求項 11】 記録媒体から読み出された信号を望みの特性に等化する適応等化方法であって、

読み出された信号を標本化するステップと、標本化された信号に波形等化を行うステップと、波形等化等化された信号に位相同期を行うステップと、位相同期された信号から前記波形等化の等化目標値を生成するステップと、前記標本化された信号、前記波形等化された信号、前記等化目標値から前記波形等化のためのタップ係数を演算するステップとを備えた適応等化方法。

【請求項 12】 記録媒体から読み出された信号を望みの特性に等化する適応等化方法であって、

読み出された信号を標本化するステップと、標本化された信号に波形等化を行うステップと、波形等化等化された信号に位相同期を行うステップと、位相同期された信号の等化目標値である仮目標値を生成するステップと、前記仮目標値から、位相同期を行う前の等化目標値である真目標値を生成するステップと、前記標本化された信号と前記波形等化された信号と前記真目標値とから前記波形等化のためのタップ係数を演算するステップとを備えた適応等化方法。

【請求項 13】 記録媒体から読み出された信号を標本化するアナログ・デジタル変換手段と、前記アナログ・デジタル変換手段の出力であるアナログ・デジタル変換情報に波形等化を行う第 1 のデジタル等化手段と、前記第 1 のデジタル等化手段により等化された信号に位相同期を行う位相同期手段と、前記位相同期手段により位相同期された信号から、前記第 1 のデジタル等化手段の等化目標値を生成する等化目標生成手段と、前記アナログ・デジタル変換情報、前記第 1 のデジタル等化手段により等化された信号、前記等化目標値から前記第 1 のデジタル等化手段のタップ係数を演算する第 1 の係数演算手段との全部または一部としてコンピュータを機能させるためのプログラム。

【請求項 14】 前記アナログ・デジタル変換手段のサンプリング周波数と、

前記位相同期手段によって位相同期された信号のリサンプリング周波数または擬似リサンプリング周波数の割合をパラメーターとし、請求項 1 に記載の適応等化回路または、請求項 11 に記載の適応等化方法を用いて学習用再生波形の適応等化を行い、前記第 1 のデジタル等化手段のタップ係数のテーブルを予め作成し、前記周波数の割合をモニターする周波数比モニターを備え、前記周波数比モニターでモニターされる前記周波数の割合に対応する前記第 1 のデジタル等化手段のタップ係数を前記テーブルから読み出して使用することを特徴とする適応等化回路。

【請求項 15】 前記等化目標生成手段はパーシャルレスポンス方式の目標値を生成し、前記位相同期手段により位相同期された信号、または前記第 2 のデジタル等化手段により等化された信号の 2 値化を行う最尤復号手段を備えることを特徴とする請求項 1 および 4 に記載の適応等化回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、適応等化に関するものであり、前等化を適応化することにより、再生デジタルデータ品質、PLL の追従性能が改善され、特に再生データの周波数が変化する場合に効果的な等化を実現できる等の特徴を有するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年、扱う情報量の増大に伴い磁気記録再生装置または光記録再生装置の記憶容量が急速に増大し、このため記録密度を上げる必要があるが、記録密度の増加はデータ品質の悪化を招き、信頼性の確保を行うため、最近では PRML (Partial Response Maximum Likelihood) 信号処理方式と呼ばれる方式が採用されている。この方式は高密度記録再生波形に対しても高い再生性能を有している。PRML 信号処理方式とは、線記録方向の記録密度の増大に伴い、信号の高域成分の振幅が劣化し、信号雑音比が増大する再生系において、意図的に波形干渉を付加することにより、再生信号に高域成分を必要とせず、かつ前記波形干渉を考慮した確率計算により最も確からしい系列を復調する最尤復号法を併用すること

より、再生データのエラーレートを向上させる方式である。

【0003】

P R M L 信号処理方式の P R は意図的に波形干渉を付加する処理を行うもので、システムの P R の型に合うようにフィルタリングする処理である。P R の型への等化（フィルタリング）で良く用いられている構成はアナログフィルタで前等化した後、後置デジタル適応フィルタでさらに調整するという構成である。しかしながら、記録媒体のばらつきなどによって、アナログフィルタでの P R への等化がずれることがある。後置デジタル適応フィルタは適応的に等化することによって、前等化の等化ずれによる影響を減少させる。

【0004】

P R M L 信号処理方式の M L は最尤復号で、復号器入力信号系列の間に相関性がある時に特性改善が得られ、最も確からしいデータを復号するものである。P R M L では、P R によって、復号器入力信号系列の間に相関性があるので改善される。上記の M L は同期回路であるので、再生信号に同期したクロック信号が必要である。しかし、例えばディスク装置の再生信号は、スピンドルモーターの回転のむら等によって、周波数は若干変化する。この変化に追従するために、P L L (Phase Locked Loop; 位相同期ループ) と呼ばれる回路が必要となる。

【0005】

これら P R M L 信号処理方式と、P L L を用いたシステムで、最近実用化されてきたものに、補間を用いたデジタル P L L を用いたシステムがある。この方式を用いるとアナログ部品を減少することができる。また、アナログ・デジタル変換器が P L L のループには入っていないので、アナログ・デジタル変換器と P L L の間に前置フィルタを挿入しても P L L のループディレイは増加せず性能の改善が成される。P L L のアナログ部品も無くなり、システムはほぼ完全にデジタル回路のみで構成することができアナログ回路のばらつきの問題は解消される。（例えば、特許文献 1 参照）

上記デジタル P L L を用いたシステムでは前置フィルタはデジタルフィルタで構成されているので、その係数を設定することでデジタルフィルタの特性を自由に変更できる。そのため、前等化の時点で再生信号を望みの周波数特性にするこ

とができ、PLLの前段でPLLの性能が最も得られる周波数特性を実現できる。

【0006】

この前置フィルタの適応化を実現する構成例を図8に示す。適応化は次の様に行う。補間を用いたデジタルPLLは図8において位相同期手段103である。この位相同期手段103で、前置フィルタである第1のデジタル等化手段102の入出力信号を両方リサンプリングし位相同期する。第1のデジタル等化手段102の出力信号は第1の補間手段1031でリサンプリングされ、第1のデジタル等化手段102の入力信号は遅延を通った後、A/D変換情報補間手段801でリサンプリングされる。これらリサンプリングされた第1のデジタル等化手段102の入出力信号を用いて、第1のデジタル等化手段102のタップ係数を仮係数演算手段802で演算する。ここで、第1のデジタル等化手段102と、仮係数演算手段802は異なる周波数、例えば周波数Aと周波数Bで動作する演算手段なので、仮係数演算手段802で得られたタップ係数は、周波数を変換するレート変換器803を通して、第1のデジタル等化手段102に帰還している。このレート変換器803を用いることで前置フィルタの適応制御が可能となった。(例えば、特許文献2参照)。

【0007】

【特許文献1】

特開平10-27435号公報(第4-7頁、第1図)

【特許文献2】

特開2001-184795号公報(第6-9頁、第1図)

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記システムはアナログ・デジタル変換器のサンプリング周波数と、PLLのリサンプリング周波数の差が大きいと、タップ係数のレート変換を行うレート変換器の負担が大きく、性能を保つためにはレート変換器内部に高次の補間が必要となり、回路規模を大きくしなければならない。

【0009】

例えば、線記録密度一定でデータを記録されたディスク媒体からデータを読み出す時に、CAV (Constant Angular Velocity) 方式で読み出す場合には、ディスク媒体の内周と外周では、読み出されるデータの周波数が大きく異なる。ところが、前述したデジタルPLLを用いたシステムではアナログ・デジタル変換器のサンプリング周波数は、ほぼ一定の周波数である。デジタルPLLはデータの周波数と同期するようにリサンプリングを行う。この例の場合、アナログ・デジタル変換器のサンプリング周波数と、PLLのリサンプリング周波数の比は2倍以上変動するので、レート変換器は、この変動に耐えうる性能を要求されるという問題があった。

【0010】

また、このシステムでは、アナログ・デジタル変換器のサンプリング周波数は、PLLのリサンプリング周波数より高い周波数である。デジタル信号処理では、高い周波数で演算を行うほど演算の精度が向上するが、上記システムは低い周波数、すなわちリサンプリングした後の信号で前置フィルタのタップ係数演算を行っていないので、演算精度の向上が得られない問題があった。

【0011】

【課題を解決するための手段】

前記課題を解決するために、本発明の適応等化回路は記録媒体から読み出された信号を標本化するアナログ・デジタル変換手段と、前記アナログ・デジタル変換手段の出力であるアナログ・デジタル変換情報に波形等化を行う第1のデジタル等化手段と、前記第1のデジタル等化手段により等化された信号に位相同期を行う位相同期手段と、前記位相同期手段により位相同期された信号から、前記第1のデジタル等化手段の等化目標値を生成する等化目標生成手段と、前記アナログ・デジタル変換情報、前記第1のデジタル等化手段により等化された信号、前記等化目標値から前記第1のデジタル等化手段のタップ係数を演算する第1の係数演算手段を備えることを特徴とし、リサンプリングする前の周波数（アナログ・デジタル変換器のサンプリング周波数）でタップ係数を演算するのでレート変換器は不要であり、リサンプリングした後の周波数よりも高い周波数で演算しているので演算精度の向上が得られ、しかもハード化する場合に回路規模の減少が

可能である。

【0012】

【発明の実施の形態】

請求項1に記載の発明は、記録媒体から読み出された信号を標本化するアナログ・デジタル変換手段と、前記アナログ・デジタル変換手段の出力の波形等化を行う第1のデジタル等化手段と、前記第1のデジタル等化手段により等化された信号に位相同期を行う位相同期手段と、前記位相同期手段により位相同期された信号から前記第1のデジタル等化手段の等化目標値を生成する等化目標生成手段と、前記アナログ・デジタル変換手段の出力と前記第1のデジタル等化手段により等化された信号と前記等化目標値とから前記第1のデジタル等化手段のタップ係数を演算する第1の係数演算手段を備えることを特徴とする適応等化回路であり、リサンプリングする前の周波数でタップ係数を演算するのでレート変換器は不要であり、リサンプリングした後の周波数よりも高い周波数で演算しているので演算精度の向上が得られ、しかもハード化する場合に回路規模の減少を実現しうるものである。

【0013】

請求項2に記載の発明は、前記等化目標生成手段は、前記位相同期された信号の等化目標値である仮目標値を生成する仮目標値生成手段と、前記仮目標値から前記位相同期手段による位相同期を行う前の等化目標値である真目標値を生成する等化目標位相回転手段を備えることを特徴とする請求項1に記載の適応等化回路であり、等化目標位相回転手段が仮目標値の位相を回転させるだけで等化目標値を容易に生成できる。

【0014】

請求項3に記載の発明は、前記第1のデジタル等化手段は、タップ係数が対称型のFIRフィルタであることを特徴とする請求項1、2に記載の適応等化回路であり、前記第1のデジタル等化手段で位相の制御を行わないことにより、位相同期のループと適応等化のループの競合を防ぐことができる。

【0015】

請求項4に記載の発明は、前記位相同期手段により位相同期された信号を入力

し、適応等化を行う第2のデジタル等化手段を備え、前記位相同期手段により位相同期された信号と前記第2のデジタル等化手段により等化された信号とから前記第2のデジタル等化手段のタップ係数を演算する第2の係数演算手段を備えることを特徴とする請求項1に記載の適応等化回路であり、前置、後置の両等化手段を持つことによって、より再生信号品質の向上できる。

【0016】

請求項5に記載の発明は、前記第2のデジタル等化手段は、タップ係数が非対称型のFIRフィルタであることを特徴とする請求項4に記載の適応等化回路であり、前記第2のデジタル等化手段で位相も制御することにより、再生信号が群遅延特性がフラットでない伝送路を通過していたとしても補正できる。

【0017】

請求項6に記載の発明は、前記位相同期手段は、前記第1のデジタル等化手段により等化された信号を補間する第1の補間手段と、前記第1の補間手段の出力から、前記第1の補間手段の補間位置を演算する補間位置演算手段を備える位相同期ループであって、前記等化目標位相回転手段は、前記仮目標値を補間し前記真目標値を得る第2の補間手段であって、前記第2の補間手段の補間位置は前記補間位置演算手段と同一の機能を持つ第2の補間位置演算手段により演算されることを特徴とする請求項2に記載の適応等化回路であり、前記等化目標位相回転手段は、前記仮目標値を補間し前記真目標値を得る第2の補間手段であって、前記第2の補間手段の補間位置は前記補間位置演算手段、または同一の機能を持った第2の補間位置演算手段により演算されることを特徴とし、第1のデジタル等化手段により等化された信号の位相がスライドした信号、仮目標値の位相がスライドした信号の両者を補間を用いることによって容易に求められる。

【0018】

請求項7に記載の発明は、前記第1の補間手段と、第2の補間手段はFIRフィルタであって、前記補間位置演算手段は補間位置の情報としてタップ係数を出力し、 n をタップ数とした時の個々のタップ係数を $COE(n)$ とすれば、前記第1の補間手段に供給するタップ係数 $h1$ は、

$h1 = \{COE(1) COE(2) COE(3) \dots COE(n)\}$ と表さ

れ、

前期第2の補間手段のタップ数が前期第1の補間手段のタップ数と同じ場合に、第2の補間手段に供給するタップ係数 h_2 は、下記のように前記 h_1 を左右逆転した関係となる

$$h_2 = \{COE(n) COE(n-1) COE(n-2) \dots COE(1)\}$$

あるいは、この係数 h_2 を遅延させたものを入力し、

前記第2の補間手段のタップ数が前記第1の補間手段のタップ数と違う場合には、 m をタップ数とすれば、前記 h_1 と同等の位相特性を持つ係数である h_3 は、

$$h_3 = \{COE(1) COE(2) COE(3) \dots COE(m)\} \text{ と表される係数を用意し、}$$

前記第2の補間手段に供給するタップ係数 h_4 は、前記 h_3 を左右逆転した係数である h_4

$$h_4 = \{COE(m) COE(m-1) COE(m-2) \dots COE(1)\}$$

あるいは、この係数 h_4 を遅延させたものを入力することを特徴とする請求項6に記載の適応等化回路であり、他に特別な手段を設けずタップ係数の反転だけで、第1のデジタル等化手段により等化された信号と仮目標値の両信号の補間を行うことができる。

【0019】

請求項8に記載の発明は、前記位相同期手段で行う位相同期がアンロック状態であっても前記第1の係数演算手段は演算されたタップ係数を第1のデジタル等化手段に供給し、適応等化を行うことを特徴とする請求項3に記載の適応等化回路であり、第1のデジタル等化手段が対称型で位相制御を行わないことを利用し、等化のずれによってPLLの引き込みが悪化するのを防ぐことを実現しうるものである。

【0020】

請求項9に記載の発明は、前記位相同期手段で行う位相同期の周波数誤差をモニターする周波数誤差モニターを備え、前記周波数誤差が所定値より小さい場合は、前記第1の係数演算手段は演算されたタップ係数を第1のデジタル等化手段

に供給して適応等化を開始することを特徴とする請求項 3 および 6 に記載の適応等化回路であり、第 1 のデジタル等化手段が対称型で位相制御を行わないことを利用し、周波数誤差が少なければ、適応等化をスタートさせても発散せず等化でき、等化のずれによって PLL の引き込みが悪化するのを防ぐことができる。

【0021】

請求項 10 に記載の発明は、前記周波数誤差モニターにより検出された周波数誤差が小さくなるように、前記補間位置演算手段での演算に用いる周波数情報を変化させる周波数引き込み手段を備えることを特徴とする請求項 9 に記載の適応等化回路であり、前記周波数引き込み手段による周波数引き込みによって、周波数誤差が少なくなれば、適応等化をスタートさせても発散せず等化できるので、等化のずれによって PLL の引き込みが悪化するのを防ぐことができる。

【0022】

請求項 11 に記載の発明は、記録媒体から読み出された信号を望みの特性に等化する適応等化方法であって、読み出された信号を標本化するステップと、標本化された信号に波形等化を行うステップと、波形等化等化された信号に位相同期を行うステップと、位相同期された信号から前記波形等化の等化目標値を生成するステップと、前記標本化された信号、前記波形等化された信号、前記等化目標値から前記波形等化のためのタップ係数を演算するステップとを備えた適応等化方法であり、リサンプリングする前の周波数でタップ係数を演算するのでレート変換器は不要であり、リサンプリングした後の周波数よりも高い周波数で演算しているので演算精度の向上が得られるものである。

【0023】

請求項 12 に記載の発明は、記録媒体から読み出された信号を望みの特性に等化する適応等化方法であって、読み出された信号を標本化するステップと、標本化された信号に波形等化を行うステップと、波形等化等化された信号に位相同期を行うステップと、位相同期された信号の等化目標値である仮目標値を生成するステップと、前記仮目標値から、位相同期を行う前の等化目標値である真目標値を生成するステップと、前記標本化された信号と前記波形等化された信号と前記真目標値とから前記波形等化のためのタップ係数を演算するステップとを備えた

適応等化方法であり、リサンプリングする前の周波数でタップ係数を演算するのでレート変換は不要であり、リサンプリングした後の周波数よりも高い周波数で演算しているので演算精度の向上が得られ、仮目標値求めた後で、真目標値を容易に生成ができる。

【0024】

請求項13に記載の発明は、記録媒体から読み出された信号を標本化するアナログ・デジタル変換手段と、前記アナログ・デジタル変換手段の出力であるアナログ・デジタル変換情報に波形等化を行う第1のデジタル等化手段と、前記第1のデジタル等化手段により等化された信号に位相同期を行う位相同期手段と、前記位相同期手段により位相同期された信号から、前記第1のデジタル等化手段の等化目標値を生成する等化目標生成手段と、前記アナログ・デジタル変換情報、前記第1のデジタル等化手段により等化された信号、前記等化目標値から前記第1のデジタル等化手段のタップ係数を演算する第1の係数演算手段との全部または一部としてコンピュータを機能させるためのプログラムであり、リサンプリングする前の周波数でタップ係数を演算するのでレート変換器は不要であり、リサンプリングした後の周波数よりも高い周波数で演算しているので演算精度の向上が得られ、より性能を向上できるものである。

【0025】

請求項14に記載の発明は、前記アナログ・デジタル変換手段のサンプリング周波数と、前記位相同期手段によって位相同期された信号のリサンプリング周波数または擬似リサンプリング周波数の割合をパラメータとし、請求項1に記載の適応等化回路または、請求項11に記載の適応等化方法を用いて学習用再生波形の適応等化を行い、前記第1のデジタル等化手段のタップ係数のテーブルを予め作成し、前記周波数の割合をモニターする周波数比モニターを備え、前記周波数比モニターでモニターされる前記周波数の割合に対応する前記第1のデジタル等化手段のタップ係数を前記テーブルから読み出して使用することを特徴とする適応等化回路であり、請求項1に記載の適応等化回路または、請求項11の適応等化方法を用いて学習用再生波形の適応等化を行っておけば、随時学習しなくとも等化を実現でき、前記周波数の割合をパラメータとしたテーブルを作成する

ことによって、前記周波数の割合がずれても妥当な等化をし、また、係数演算手段を必要とせず、回路規模の削減を実現しうるものである。

【0026】

請求項15に記載の発明は、前記等化目標生成手段はパーシャルレスポンス方式の目標値を生成し、前記位相同期手段により位相同期された信号、または前記第2のデジタル等化手段により等化された信号の2値化を行う最尤復号手段を備えることを特徴とする請求項1および4に記載の適応等化回路であり、PRML信号処理システムとすることで第1の等化手段はPLLのジッタが少なくなるよう制御を行い、さらに、線記録密度の高いシステムであってもエラーレートを良好に保つことを実現しうるものである。

【0027】

(実施の形態1)

以下に、発明の実態の形態について図1ないし図6、及び図8を用いて説明する。

【0028】

本実施の形態は、図1において、記録媒体から読み出された信号をアンプ（図示しない）、帯域制限用のローパスフィルタ（図示しない）などを通し、アナログ・デジタル変換手段101で標本化された信号を第1のデジタル等化手段102で適応等化し、位相同期手段103で位相同期した後、第2のデジタル等化手段106で適応的に等化を調整し、最尤復号手段108で復号を行い2値データを出力するPRML信号処理を用いたデジタルリードチャネルである。

【0029】

ローパスフィルタによって帯域制限された信号はアナログ・デジタル変換手段101でサンプリングされデジタルデータに変換される。このアナログ・デジタル変換手段101のサンプリング周波数について説明する。今、例えばスピンドルモーターの速度を1倍速にしてデータをディスクに書き込む、その後データが書き込まれたトラックを1倍速で再生するとデータの書き込みクロック周波数とデータの読み出しクロック周波数（チャンネル周波数）はほぼ同一になる。しかしながら、本発明ではアナログ・デジタル変換手段101でサンプリングした後で

位相同期を行っているので、アナログ・デジタル変換手段101のサンプリングは読み出しデータと非同期となる。このためデータを読み出すためには、アナログ・デジタル変換手段101のサンプリング周波数は、データの読み出しクロック周波数以上の高さでなければならない。

【0030】

アナログ・デジタル変換手段101によってデータの読み出しクロック周波数より僅かに高い周波数でサンプリングされた信号（アナログ・デジタル変換情報）は第1のデジタル等化手段102で等化される。この等化は本実施に形態ではPR（3，4，4，3）方式を用いることにする。

【0031】

第1のデジタル等化手段102の構成はFIR（Finite Impulse Response）フィルタであり、第1の係数演算手段105から出力されるタップ係数Aによって伝達関数を制御することができる。本実施の形態では第1のデジタル等化手段102はPR（3，4，4，3）への等化を行うことになる。タップ係数の制御を適応的に行う方法はいくつかあるが、今回はLMS（Least Mean Square）アルゴリズムを用いた適応等化を例にとって説明する。

【0032】

LMSアルゴリズムは等化目標値との二乗誤差が最小となるように係数を演算していく方法で、その式は数1のようになる。

【0033】

【数1】

$$h(n+1) = h(n) + (1/2) * \mu e(n) u(n)$$

$h(n)$: 適応前のフィルタ係数ベクトル
 $h(n+1)$: 適応後のフィルタ係数ベクトル
 μ : ステップサイズパラメータ
 $e(n)$: n 番目の繰り返し時の誤差信号
 $u(n)$: n 番目の繰り返し時のタップ入力ベクトル

$$e(n) = d(n) - u^T(n) h(n)$$

$e(n)$: 誤差信号
 $d(n)$: 望みの応答
 $u^T(n)$: タップ入力ベクトルの転置

【0034】

LMS アルゴリズムを動作させると誤差信号 $e(n)$ が最小つまり等化の誤差を最小にするように係数ベクトル $h(n)$ が最適値 h_0 に近づいていく。このアルゴリズムを用いるには、等化器の入出力信号と等化目標値（望みの応答）が必要となる。

【0035】

等化器の入出力信号つまり、アナログ・デジタル変換情報と、第1のデジタル等化手段102の出力はすでに存在している。問題となるのは等化目標値である。等化目標値を求める方法には例えば次のようなものがある。正しいサンプル点でPR(3, 4, 4, 3)等化された信号は0, 3, 7, 11, 14の5値をとることがわかっているの、正しいサンプル点でのサンプリングができていれば等化目標値を求めることはそれほど難しくはない。例えば、1.5, 5, 9, 12.5の4つの閾値を設けることによって、信号が1.5より小さい場合には0、信号が1.5と5の間であれば3といったように閾値で仮判定を行い、その結果を等化目標値として推定することができる（図2）。しかしながら、これは正しいサンプル点でのサンプリング、つまり、位相同期できていて、チャネル周波数でのサンプリングが行えている場合の例である。本実施形態では、アナログ・デジタル変換手段101と、位相同期手段103との間に第1のデジタル等化手段102が挿入されていて、位相同期手段103によって位相同期されるまでは、チャネル周波数より僅かに高い周波数でサンプリングされている。つまり第1のデジタル等化手段102によって等化された信号は、PR(3, 4, 4, 3)へ正確に等化されていたとしても正しいサンプル点でのサンプリングが行われていないので、0, 3, 7, 11, 14の5値にはなっていない。このため前述したような閾値を用いて等化目標値を直接推定することはできない。

【0036】

そこで考えられる方法に、従来の技術で示した特許文献2の方法がある。本発明の実施の形態である図1と比較できるように、この従来例を図8に示す。なお、前述した図1と同じ構成については同じ符号を用い、説明を省略する。この図8の例は第1のデジタル等化手段102の出力信号だけでなく、第1のデジタル

等化手段102の入力信号にもA/D変換情報補間手段801を用いて位相同期を適用し、正しいサンプル点での信号にリサンプリングしている。正しいサンプル点での信号にリサンプリング（位相同期）を行っているので、前述した閾値による仮判定などを用いて等化目標値の推定を行うことは容易である。この方法で、正しいサンプル点でサンプリングされた、等化器入出力信号と等化目標値を求めることができ、これらの信号を使って、仮係数演算手段802では第1のデジタル等化手段102で用いるタップ係数を求めている。ただし、第1のデジタル等化手段102は位相同期を行う前の周波数で動作する回路である。よって、位相同期された信号から求めたりサンプリング周波数でのタップ係数（仮のタップ係数）を位相同期が行われる前のサンプリング周波数のタップ係数（真のタップ係数）に変換する必要がある。このためレート変換器803が必要であるが、このレート変換器803はサンプリング周波数とリサンプリング周波数の差が大きいほど負担が大きくなり、性能を保てなくなってくる。この両周波数の差は、例えば、ディスク媒体のトラック位置が変化したとき、スピンドルモータの速度が変化したとき等に変動する。さらにこの方法は位相同期を行った後にタップ係数の演算を行っていて演算精度の向上が得られていない。デジタルPLLを用いたシステムでは通常、サンプリング周波数>リサンプリング周波数であることは前述した。つまり、周波数の遅い部分で演算を行っている。デジタル信号処理では高い周波数で演算したほうが演算精度を向上できることは良く知られている。

【0037】

上記従来例に対して本発明は、図1において、位相同期を行う前のアナログ・デジタル変換手段101のサンプリング周波数で第1のデジタル等化手段102のタップ係数Aを第1の係数演算手段105で演算することができる。つまり上記方法の欠点であるレート変換器803が不要、さらに信号処理の演算精度も向上するというものである。本発明を用いれば上記例より規模が少なく性能も向上できる。

【0038】

本発明では、位相同期手段103で位相同期された信号から、等化目標値生成手段104をもちいて、位相同期する前のサンプリング周波数での等化目標値を

求める。例えば、仮目標値生成手段 1041 において、前述したような閾値による仮判定でリサンプリング周波数での等化目標値である仮目標値を求めたあと、第2の補間手段 1042 を用いて位相同期する前のサンプリング周波数での等化目標値である真目標値を求める。そして、第1のデジタル等化手段 102 の入出力信号と真目標値から、タップ係数 A を第1の係数演算手段 105 で演算している。この方法であればタップ係数のレート変換器 803 は不要であり、高いサンプリング周波数で信号処理を行っているので演算精度も向上している。

【0039】

上記の位相同期する前のサンプリング周波数での等化目標値である真目標値を求める方法をさらに詳しく説明するため、位相同期手段 103 の位相同期方法について先に説明する。図4に位相同期手段 103 の構成例を示す。

【0040】

第1のデジタル等化手段 102 によって等化された信号は、補間手段 401 (図1においては、第1の補間手段 1031) によって正しいサンプル点の位相に位相スライドされる。

【0041】

ここで、本発明では、この補間による正しいサンプル点の信号または、正しいサンプル点を得る過程の信号(引き込み中の信号)は『リサンプリング』された信号であって、これは位相同期手段 103 の出力信号である。実際にはサンプリングをし直さなくともホールド手段などを設けることによって実現できる。よって『リサンプリング』とは、ホールド手段を用いて成される『擬似リサンプリング』も含むもので便宜上の呼び方である。

【0042】

補間された信号(リサンプリングされた信号)は位相誤差検出手段 402 に入力され、位相誤差検出手段 402 は位相誤差を検出する。検出された位相誤差はループフィルタ 403 へ入力されループフィルタ 403 は周波数情報を出力する。得られた周波数情報は周波数一位相変換手段 404 に入力され、周波数一位相変換手段 404 は次に採るべき位相情報を出力する。その位相情報によって、補間係数選択手段 405 はタップ係数 h_1 を選択する。補間手段 401 は、このタ

ップ係数 h_1 で信号の位相をスライドする。このようにして、位相同期ループが構成されている。

【0043】

まず、第1の補間手段1031の構成はFIRフィルタとなっている。上述したようにこのフィルタは位相をスライドさせるフィルタである。このフィルタは、例えばナイキストフィルタと呼ばれるものを使用しても良い、その特性はゲインの周波数特性がほぼフラットで、位相のみをスライドすることができる。位相を π/x の分解能（ここで言う位相はナイキスト周波数で規格化した位相であって、 π で1サンプル分の位相である）とすると x 組のタップ係数の組み合わせを用意して、補間係数選択手段405で位相情報に応じてどの係数を使用するか決定すると、選んだ係数の位相特性で信号の位相をスライドする。

【0044】

次に位相誤差検出手段は例えばゼロクロス点を検出して、位相誤差を検出する方法がある。まずゼロクロス点の検出であるがこれは、閾値を設定することによって求めることが可能である。例えば信号が閾値Aより大きい場合（状態ア）、閾値Bの間より小さい場合（状態イ）、閾値Aと閾値Bの間の場合（状態ウ）をそれぞれ検出し、（状態ア）または（状態イ）から（状態ウ）へと信号が変化した場合には変化した後のサンプル点がゼロクロス点である。また、（状態ウ）から（状態ア）または（状態イ）へと変化したとき場合には変化する前のサンプル点がゼロクロス点である。これらのゼロクロス点での信号の振幅と状態の遷移の判断をすることにより、位相誤差の大きさと方向の情報を得ることが可能である。

【0045】

次にループフィルタであるが、定常位相誤差を残さない2次ループにするために挿入する。例えば完全積分型の2次ループにする場合には位相誤差を積分し定数をかけたものと、位相誤差を加算する構成がある。

【0046】

次に周波数一位相変換は積分をすることにより成されることは、よく知られている。ただし、周波数の誤差が定常的存在する場合に積分すると、位相情報の数

値が加算されて巨大になってしまう。本実施の形態では、補間手段 1 0 3 1 の入力と出力の周波数であるアナログ・デジタル変換手段 1 0 1 のサンプリング周波数と、リサンプリング周波数には定常的な周波数の誤差が存在する。数値が巨大になるのを防ぐためには、例えば位相が π (1 サンプル分の位相) ずれた場合に、位相情報を回転させる構成にすれば良い。つまり、位相のずれが無しから、位相が 1 サンプル分ずれるまでを 0 ~ 1 0 2 4 (dec) で表すとする、数値が 1 0 2 4 (dec) になったときに 0 (dec) に戻す、例えば数値が 1 0 3 0 (dec) になったときには 6 (dec) にする構成にすればよい。

【 0 0 4 7 】

次に補間係数選択手段 4 0 5 は上記位相情報に応じて、位相をスライドさせる係数を選択する。

【 0 0 4 8 】

このようにして、位相同期手段 1 0 3 で位相同期を行っている。

【 0 0 4 9 】

上記位相同期方法を踏まえた上で、第 2 の補間手段 1 0 4 2 について説明する。

【 0 0 5 0 】

第 2 の補間手段 1 0 4 2 は F I R フィルタで構成される。まず第 1 の補間手段 1 0 3 1 とタップ数が同じである場合には、第 1 の補間手段 1 0 3 1 と第 2 の補間手段 1 0 4 2 は同じ構成で実現できる。第 1 の補間手段 1 0 3 1 は第 1 のデジタル等化手段 1 0 2 で等化されたサンプリング周波数での信号を、リサンプリング周波数での信号に変換している。第 2 の補間手段 1 0 4 2 はこれと逆のを行う。つまり、仮目標値生成手段 1 0 4 1 によって求められた、リサンプリング周波数での等化目標値である仮目標値を、位相同期する前のサンプリング周波数での等化目標値である真目標値へ変換する。この方法として、第 1 の補間手段 1 0 3 1 に使用するタップ係数を左右反転して第 2 の補間手段 1 0 4 2 に使用方法がある。係数 h_1 が第 1 の補間手段 1 0 3 1 に使用するタップ係数、係数 h_2 が第 2 の補間手段 1 0 4 2 に使用するタップ係数である。図 5 に係数の例、図 6 に図 5 の係数を使用した場合のフィルタの特性を示す。

【0051】

今、第1の補間手段1031のタップ係数が、図5、図6のタップ係数（アー1）からタップ係数（アー2）に変化するとき、第2の補間手段1042のタップ係数はタップ係数（イー1）からタップ係数（イー2）に変化する。この時の第1の補間手段1031の位相特性の変化と、第2の補間手段1042の位相特性の変化は同じ大きさで逆方向であることがわかる。位相特性の変化とはつまり周波数のことであるから、第1の補間手段1031がアナログ・デジタル変換手段101のサンプリング周波数での信号を、リサンプリング周波数の信号へリサンプリングする場合には、第2の補間手段1042は、この逆の制御を行うことができる。この方法は特別な手段を新たに設ける必要がなく容易に実現できる。

【0052】

次に、第1の補間手段1031とタップ数が異なる場合、例えば規模の削減の為に第2の補間手段1042のタップ数を、第1の補間手段1031とタップ数より少ないタップ数で構成する場合には、 h_1 、 h_2 、 h_3 および h_4 において $m < n$ であり、 h_1 と同等の位相特性を持つ係数である h_3 を用意し第2の補間手段1042には左右逆転した係数である h_4 を供給する。

【0053】

この場合は、 h_3 は h_1 に方形窓を適用しタップ数を減らしたものとする方法、また、 h_3 は h_1 に方形窓を適用しタップ数を減らし、さらに他の窓関数を適用し有限長の非線形成分を取り除いたものとする方法、また、これらの方法を用いて予め求めた係数を第2の補間手段1042用の係数テーブルとして持つ方法などが考えられる。補間フィルタのタップ係数は標本化関数に窓関数（ハミング窓やハニング窓など）を適用して有限長の非線形成分を取り除いたものを使用するのが一般的である。

【0054】

このように、左右逆転した係数を使用することによって、第2の補間手段1042は、第1の補間手段1031と逆の信号周波数制御を容易に行うことができる。

【0055】

上記のようにすることによって、第2の補間手段1042を用いて真目標値を求めることができる。第1の係数演算手段105において、この真目標値と第1のデジタル等化手段102の入出力信号をから、アナログ・デジタル変換手段101のサンプリング周波数でタップ係数の演算を行うことができ、これに従来例よりも演算精度の向上が成されている。デジタル信号処理において、高い周波数で演算できるのは非常に大きな利点である。

【0056】

なお、本実施の例は、第1のデジタル等化手段102と第1の補間手段1031を別個のFIRフィルタとして紹介したが、無論、両FIRフィルタの係数の畳み込みを行い、1つのFIRフィルタとしても良い。

【0057】

さて、第1のデジタル等化手段102はFIRフィルタで構成すると前述したが、このフィルタをタップ係数左右対称型の構成にすると新たな利点が生まれる。タップ係数左右対称型のFIRフィルタの構成例を図3に示す。タップ係数Aを左右対称にする利点の一つとして規模が小さくなることが挙げられる。タップ数nが例えば奇数であればフィルタの乗算器の数が $(n+1)/2$ 個に削減でき、さらに、第1の係数演算手段105で用いている乗算器の数も同じだけ削減できるので、かなりの規模削減が成される。

【0058】

左右対称型のタップ係数にするもう一つの利点としては、位相制御の競合を防げることがある。本発明の構成は適応等化のループと位相同期のループが2重ループとなっていて、第1のデジタル等化手段102で位相を制御してしまうと、位相同期ループとの競合が起こる可能性が生じる。タップ係数Aを左右対称型とすることによって、第1のデジタル等化手段102では位相の制御を行わないように改良することができる。ただし、対称型でなくとも位相を制御しない事は可能であるし、その制御の帯域が位相同期手段103の帯域と大きく異なるように構成すれば、位相制御をしても競合を起きにくいようにすることは可能である。

【0059】

次に、周波数誤差モニター109及び、周波数引き込み手段110について説

明する。

【0060】

第1のデジタル等化手段102のタップ係数Aを左右対称型とすることで、位相制御を行わないようにすることが可能であることは前述した。これを利用すると、位相がロックしていない状況であっても、適応等化を動作させることが可能となる。位相がロックしていない状況で適応等化を動作させることによる問題点は、等化目標値の推定がうまくいかず、等化手段で位相制御を行っている場合に、適応等化の制御が発散することである。しかし、等化手段で位相を制御しないようにすると、位相がロックせず等化目標値の推定がうまくいかなくとも、制御の発散は起こりにくくなるという利点が生じる。それでも、あまりにも周波数がずれていると、制御が発散する危険性がある。そこで、これを防ぐために周波数誤差モニター109を設ける。これを設けることによって、周波数誤差がある任意の値より小さくなったときに適応制御を開始することが可能となる。これによる利点は、何らかの原因で等化がずれて位相同期手段103の引き込みがしがたい場合にも、適応等化を前もって行うことにより、この問題を解決できることが挙げられる。つまり、信号の特性が異常な場合のPLL引き込みによるエラーが激減するのである。また、信号の特性が通常の場合でも、等化誤差を前もって減少することによって、ジッター量を押さえ込むことができ、PLLに有利な信号にフィルタリングすることができる。

【0061】

上記周波数誤差モニター109には例えば次の方法がある。ディスク媒体に記録されるデータにシンクパターンが一定データ数ごとに存在する場合に、アナログ・デジタル変換手段101の出力から、2つのシンクパターン間のサンプル数をカウントし、このサンプル数からシンクパターンによる周波数情報を生成する。例えば、記録されているデータ1000個ごとにシンクパターンがあって、前記のようにシンクパターン間のサンプル数をカウントした結果が1100個であったとすると、アナログ・デジタル変換手段のサンプリング周波数は、データの周波数の1.1倍であることがわかる。このシンクパターンによる周波数情報と、位相同期手段103から得られる位相同期によるリサンプリング周波数の情報

とを比較することにより、周波数の誤差をモニターすることができる。モニターされた周波数誤差が設定値より大きい場合に、第1の係数演算手段105は演算を開始せず、設定値より小さくなった場合に第1の係数演算手段105は演算を開始することで等化誤差を位相がロックする前から減少させることができる。

【0062】

次に、周波数引き込み手段110について説明する。前述のように、周波数誤差が小さい場合には適応制御を開始させることができる。前記位相同期手段103の位相同期制御によって、この周波数誤差は小さくなるように制御される。しかしながら、位相同期ループの周波数引き込みレンジには限界があり、いつまでも前記周波数誤差が小さくならないことが有り得るかもしれない。そこで、この周波数誤差を小さくする制御を新たに設けることにより更なる性能向上が得られる。この制御を行うのが周波数引き込み手段110である。周波数引き込み手段110は、周波数誤差モニター109によってモニターされた周波数誤差が設定値より大きい場合には、これが小さくなるように位相同期手段103によるリサンプリング周波数の情報を制御する。例えば、位相同期手段103のによるリサンプリング周波数の情報を、前記シンクパターンによる周波数情報に書き換えることにより、前記位相同期手段のリサンプリング周波数は、前記シンクパターンによる周波数情報に対応した周波数になり、両者の比較結果である周波数誤差を小さくすることができる。なお、周波数引き込みでリサンプリング周波数の情報を制御する説明を行ったが、リサンプリング周波数の情報を制御するのではなく、アナログ・デジタル変換手段101のサンプリング周波数を制御することでも、周波数引き込みは可能となり、本実施例に限定されるものではない。

【0063】

このように、位相同期（周波数引き込みも含む）と、適応等化の性能をそれぞれ改善することによって、位相同期の性能が改善すると適応等化の性能が改善し、適応等化の性能が改善すると位相同期の性能が改善するという良好な性能改善のループに入ることができ、大きな性能上昇が得られる。

【0064】

次に第2の適応等化について説明する。後置適応等化は第2のデジタル等化手

段106の入出力信号から、例えば、数5のLMSアルゴリズム等を用いて第2の係数演算部107で、タップ係数Bを演算し、第2のデジタル等化手段106の伝達特性を適応的に制御する。本実施の例では第2のデジタル等化手段106は左右非対称型のタップ係数Bを持つことが可能なFIRフィルタであって、第2の係数演算部107では、それに対応する左右非対称な係数の演算が可能な構成とする。係数を左右非対称とする利点は、再生信号が何らかの群遅延がフラットでない特性の伝送路を通過していた場合、その補正を行うことが可能となるからである。この左右非対称の情報を第1のデジタル等化手段102に適用する構成も有効な方法である。

【0065】

さて、前述したように、適応等化を行うためには、等化手段の入出力信号と、等化目標値が必要となる。第2のデジタル等化手段106の等化目標値としては、仮目標値生成手段1041で求まる仮目標値を使用する方法、または、第2のデジタル等化手段106の出力信号から、等化目標値の推定を行う第2の仮目標値生成手段（図示しない）を新たに設ける方法などが考えられる。求められた等化目標値、第2のデジタル等化手段106の入出力信号は第2の係数演算部107に入力されて、係数を演算する。

【0066】

このようにして、後置適応等化でさらに等化を調整された信号は、最尤復号手段108へ入力され、PR(3, 4, 4, 3)という信号系列間の相関を利用して、現在採りうる状態、それぞれにある確率がどの程度であるかを演算していく。この確率演算を用いて、最も確からしいデータを復号できる。

【0067】

最尤復号手段108によって2値化されたデータは、記録符号のデコードが行われ、エラー訂正等を行った後、ホストへ転送される。

【0068】

なお、本発明はディスク装置を用いて説明を行ったが、DVD-RAM、CD、DVD-ROM等の光ディスク、HDD等の磁気ディスク、DDS (Digital Data Storage) 等の磁気テープ、その他等化が必要な信号であれば適用すること

が可能で、本実施の形態に限定されるものではない。

【0 0 6 9】

(実施の形態 2)

以下に、本発明の発明の実施の形態について図 7 を用いて説明する。なお、前述した実施の形態と同じ構成については同じ符号を用い、説明を省略する。

【0 0 7 0】

本実施の形態は、ディスク媒体から読み出された信号をアンプ（図示しない）、帯域制限用のローパスフィルタ（図示しない）などを通し、アナログ・デジタル変換手段 1 0 1 で標本化された信号を第 1 のデジタル等化手段 1 0 2 で等化し、位相同期手段 1 0 3 で位相同期した後、第 2 のデジタル等化手段 1 0 6 で適応的に等化を調整し、最終復号手段で復号を行い 2 値データを出力する P R M L 信号処理を用いたデジタルリードチャネルである。

【0 0 7 1】

実施の形態 1 において、適応的に第 1 のデジタル等化手段 1 0 2 のタップ係数 A を演算する方法について述べた。実施の形態 1 は適応的に制御を行うことにより、大きな性能改善をえられる。しかし、係数を演算するための手段を構成しなければならないので規模はその分増加する。本実施の形態は、規模を大幅に縮小できる形態の例である。

【0 0 7 2】

その方法は、実施の形態 1 において述べた方法を用いて求めた第 1 のデジタル等化手段 1 0 2 の係数をテーブルとして用意しておき、アナログ・デジタル変換手段 1 0 1 のサンプリング周波数と、位相同期手段 1 0 3 のリサンプリング周波数の大きさの割合によって、用意した係数を切り替えるというものであり、例えば、図 7 において、周波数の割合を周波数比モニター 7 0 1 でモニターし、その結果により、等化係数選択手段 7 0 2 で、第 1 のデジタル等化手段 1 0 2 のタップ係数 C を選択する方法である。

【0 0 7 3】

この方法は、再生信号の特性の変化が少ない場合に有効である。再生信号の特性の変化が少ない場合には、随時適応制御を行わなくとも性能を保つことが可能

である。

【0074】

この構成にすることで、実施の形態1に存在した第1の係数演算手段105と等化目標生成手段104は、係数を求める時にのみ必要で、テーブルを作成した後は必要なくなる。

【0075】

周波数比モニター701について説明をする。アナログ・デジタル変換手段101のサンプリング周波数と、位相同期手段103のリサンプリング周波数の割合が異なれば、第1のデジタル等化手段102の最適な伝達関数も変化する。このため、何らかの原因、例えばスピンドルモーター回転数の揺らぎ、固体差によるばらつきなどの原因で、周波数の大きさの割合が異なる場合には、その比に応じてタップ係数Cを変化させ、第1のデジタル等化手段102の伝達関数を妥当なものにすることで性能の改善が得られる。

【0076】

周波数の大きさの割合は、本実施の例では、図7に示した位相同期手段103の周波数一位相変換手段404の説明で述べた定常的な周波数の誤差と、ループフィルタ出力の周波数情報を加算（または減算）した値である。この値はアナログ・デジタル変換手段101のサンプリング周波数でサンプリングされた信号を、どのようなリサンプリング周波数でリサンプリングするかを割合を示す情報である。つまり、本実施の形態の場合、周波数比モニターは上記周波数の割合の情報を抜き出すだけのものである。

【0077】

次にテーブルを作成する具体的な方法と、等化係数選択手段702でのテーブルからの係数の選択方法について述べる。

【0078】

予め、アナログ・デジタル変換手段101のサンプリング周波数と、位相同期手段103のリサンプリング周波数の割合が例えば（ア）1.0：1.0、（イ）1.06：1.0、（ウ）1.12：1.0、（エ）1.18：1.0、（オ）1.24：1.0の5つの場合について、実施の形態1で示したような適応等

化回路でそれぞれの学習が収束したタップ係数Cを求める。この係数をテーブルとして用意する。そして、上記周波数の割合が（ア）と（イ）の間、例えば（カ）1.03:1.0であった場合には（ア）で求めた係数をテーブルから選択し、この係数を第1のデジタル等化手段102に使用する。選択は例えば、現在の周波数の割合を閾値で判別する方法が容易に実現できる。また、周波数の割合の変動が多く、閾値付近で安定していない場合には、係数が短い期間で変化し、特性が安定しない可能性が考えられる。これを避けるために、閾値にヒステリシスを設けるのも一つの方法である。

【0079】

このようにすれば、規模が小さく、周波数の割合の変動に適応できる前等化が可能となる。

【0080】

なお、周波数の変動量に応じて、テーブルの係数の数は変更すべきである。例えば周波数の割合の変動がほとんどない場合には、テーブルの係数は1組でよく、選択する必要はない。

【0081】

第1のデジタル等化手段102によって等化された信号は、位相同期手段103によって位相同期され、第2のデジタル等化手段106により、適応的に等化を調整され、最尤復号手段108によって2値データに復号される。

【0082】

なお、本発明はディスク装置を用いて説明を行ったが、DVD-RAM、CD、DVD-ROM等の光ディスク、HDD等の磁気ディスク、DDS (Digital Data Storage) 等の磁気テープ、その他等化が必要な信号であれば適用することが可能で、本実施の形態に限定されるものではない。

【0083】

【発明の効果】

以上のように、本発明の請求項1に記載の適応等化回路によれば、タップ係数のレート変換が必要ないためアナログ・デジタル変換器のサンプリング周波数と、PLLのリサンプリング周波数の差が変動しても規模が小さく、リサンプリン

グ周波数よりも高い周波数で信号処理できるため帯域を活かした等化手段の適応制御を行うことができ、再生信号品質の向上、及び異常信号に対してのプレイアビリティを向上することが可能である。

【0084】

また、本発明の請求項2に記載の適応等化回路によれば、位相同期した後の信号で等化目標値を求めるので信頼性が高く、その後すぐ位相同期する前の周波数に変換し演算するので、信号処理できるため帯域を活かした等化手段の適応制御を行うことができる。

【0085】

また、本発明の請求項3に記載の適応等化回路によれば、等化を行うFIRフィルタのタップ係数を左右対称型とすることで、規模を小さくでき、位相同期との位相制御の競合を防ぐことが可能となる。

【0086】

また、本発明の請求項4に記載の適応等化回路によれば、位相同期の後、後置のデジタル適応等化を行うことにより、更なる等化の調整をすることができ、再生信号品質の向上がなされる。

【0087】

また、本発明の請求項5に記載の適応等化回路によれば、位相同期の後、後置のデジタル適応等化を行うFIRフィルタのタップ係数を左右非対称型とすることによって、群遅延特性の補正をも行うことができ再生信号品質の向上がなされる。

【0088】

また、本発明の請求項6に記載の適応等化回路によれば、位相同期は補間により成し、等化目標値の位相変換も同様に補間により成し、これら二つの補間を同一の、または同一の機能を持った補間位置演算手段による制御で行うことによって、規模の削減、実現の容易化がなされる。

【0089】

また、本発明の請求項7に記載の適応等化回路によれば、前記2つの補間手段をFIRフィルタとし、補間位置演算手段は補間位置の情報としてタップ係数を

出力するとした場合に、両補間フィルタの係数を前記数1～4のようにすることで、規模の削減、実現の容易化がなされる。

【0090】

また、本発明の請求項8に記載の適応等化回路によれば、位相同期がアンロック状態であっても等化手段の適応制御を始めることによって、等化ずれによるPLLの引き込み性能の劣化を改善し、再生信号品質の向上、及び異常信号に対するプレイアビリティを向上することが可能である。

【0091】

また、本発明の請求項9に記載の適応等化回路によれば、位相同期の周波数誤差をモニターする周波数誤差モニターを備え、この周波数誤差モニターにより検出された周波数誤差が任意の設定値より小さくなったとき等化手段の適応等化を開始することにより、適応等化の制御を発散させることなく、等化ずれによるPLLの引き込み性能の劣化を改善し、再生信号品質の向上、及び異常信号に対するプレイアビリティを向上することが可能である。

【0092】

また、本発明の請求項10に記載の適応等化回路によれば、位相同期手段とは別に周波数引き込み手段110を備えることによって、PLLの引き込み性能改善し、それにより、等化性能が改善し、それにより、PLLの引き込み性能がさらに改善するという。性能改善の良好なループになり、等化ずれによるPLLの引き込み性能の劣化を改善し、再生信号品質の向上、及び異常信号に対するプレイアビリティを向上することが可能である。

【0093】

また、本発明の請求項11に記載の適応等化方法によれば、タップ係数のレート変換が必要ないため標本化のサンプリング周波数と、PLLのリサンプリング周波数の差が変動しても規模が小さく、高い周波数で信号処理できるため帯域を活かした等化の適応制御を行うことができ、再生信号品質の向上、及び異常信号に対するプレイアビリティを向上することが可能である。

【0094】

また、本発明の請求項12に記載の適応等化方法によれば、位相同期した後の

信号で等化目標値を求めるので信頼性が高く、その後すぐ位相同期する前の周波数に変換し演算するので、信号処理できるため帯域を活かした等化手段の適応制御を行うことができる。

【0095】

また、本発明の請求項13に記載のプログラムによれば、タップ係数のレート変換が必要ないため標本化のサンプリング周波数と、PLLのリサンプリング周波数の差が変動しても規模が小さく、高い周波数で信号処理できるため帯域を活かした等化の適応制御を行うことができ、再生信号品質の向上、及び異常信号に対してのプレイアビリティを向上することが可能である。

【0096】

また、本発明の請求項14に記載の適応等化回路によれば、位相同期された信号のリサンプリング周波数または擬似リサンプリング周波数の割合をパラメータとし、請求項1に記載の適応等化回路または、請求項11に記載の適応等化方法を用いて学習用再生波形の適応等化を行い、前記第1のデジタル等化手段のタップ係数のテーブルを予め作成し、前記周波数の割合をモニターする周波数比モニターを備え、前記周波数比モニターでモニターされる前記周波数の割合に対応する前記第1のデジタル等化手段のタップ係数を前記テーブルから読み出して使用することにより、大幅な規模の削減が可能となり、周波数の割合の変動には適応的に係数を制御できるので、再生信号の特性があまり変化しないシステムであれば、性能劣化もほとんど起こらない。

【0097】

また、本発明の請求項15に記載の適応等化回路によれば、PRMLを採用することによって、本発明の適応等化及び位相同期の性能をより引き出すことが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の実施の形態1における適応等化回路の図

【図2】

実施形態にあつて等化目標の検出を説明するための図

【図 3】

実施形態にあって左右対称のタップ係数を持つ F I R フィルタの構成図

【図 4】

実施形態にあって位相同期手段の構成図

【図 5】

実施形態にあって等化目標値の位相を制御する補間フィルタの特性を説明するための第 1 の図

【図 6】

実施形態にあって等化目標値の位相を制御する補間フィルタの特性を説明するための第 2 の図

【図 7】

本発明の実施の形態 2 における適応等化回路の図

【図 8】

実施形態にあって従来例を簡易に示した図

【符号の説明】

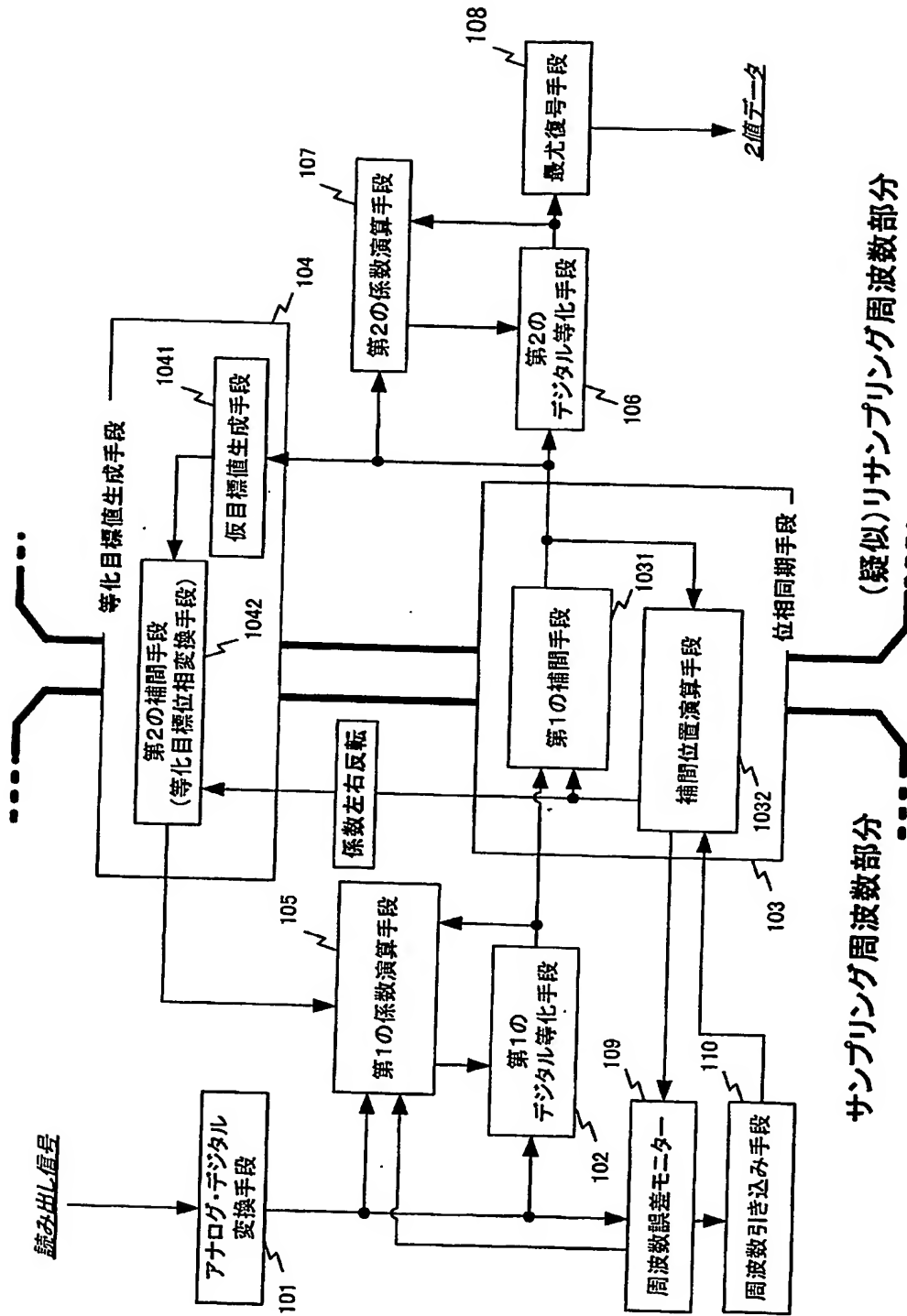
- 101 アナログ・デジタル変換手段
- 102 第 1 のデジタル等化手段
- 103 位相同期手段
- 1031 第 1 の補間手段
- 1032 補間位置演算手段
- 104 等化目標値生成手段
- 1041 仮目標値生成手段
- 1042 等化目標位相回転手段（第 2 の補間手段）
- 105 第 1 の係数演算手段
- 106 第 2 のデジタル等化手段
- 107 第 2 の係数演算手段
- 108 最尤復号手段
- 109 周波数誤差モニター
- 110 周波数引き込み手段

- 4 0 1 補間手段
- 4 0 2 位相誤差検出手段
- 4 0 3 ループフィルタ
- 4 0 4 周波数一位相変換手段
- 4 0 5 補間係数選択手段
- 7 0 1 周波数比モニター
- 7 0 2 等化係数選択手段
- 8 0 1 A/D変換情報補間手段
- 8 0 2 仮係数演算手段
- 8 0 3 レート変換器

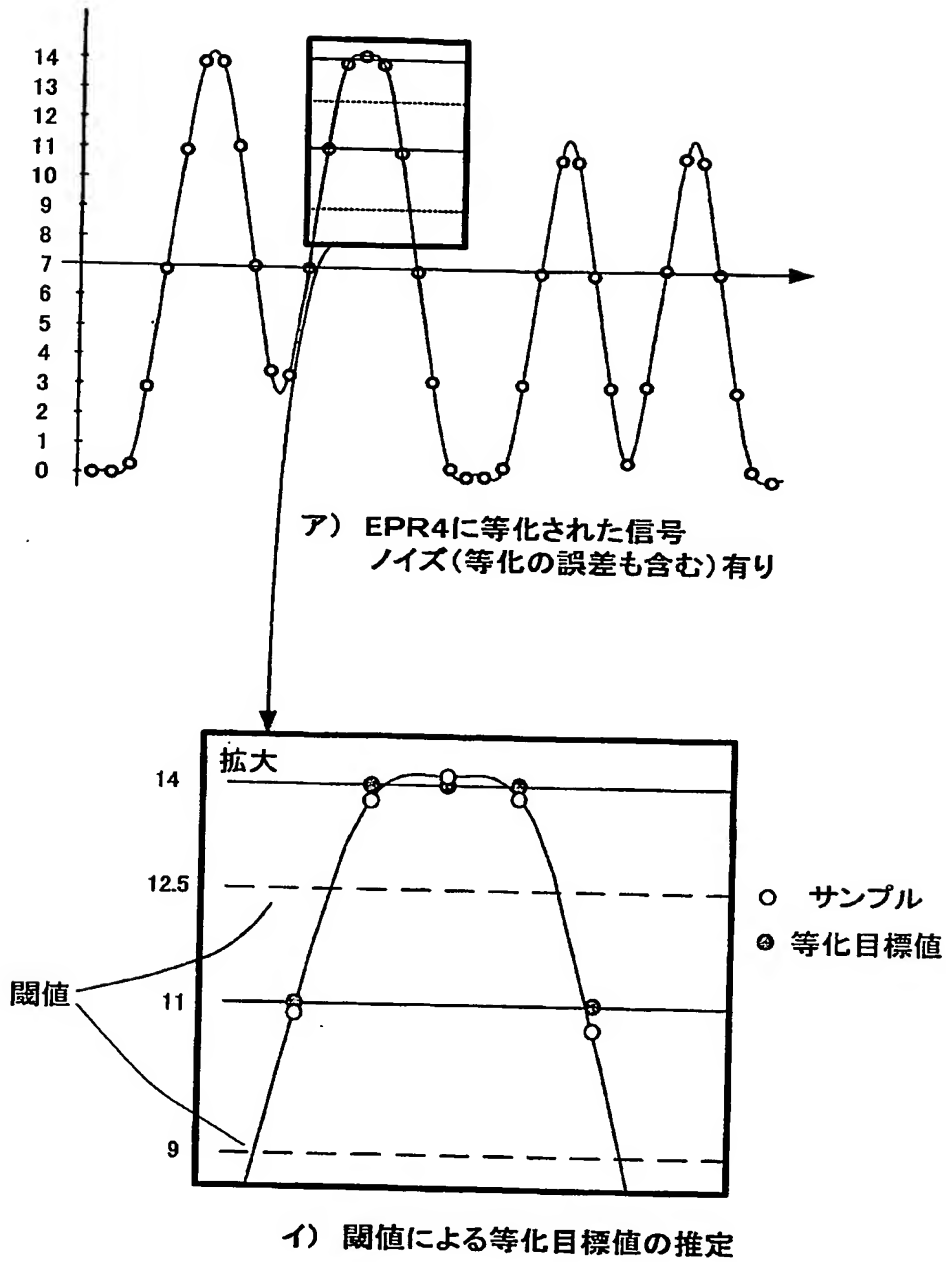
【書類名】

図面

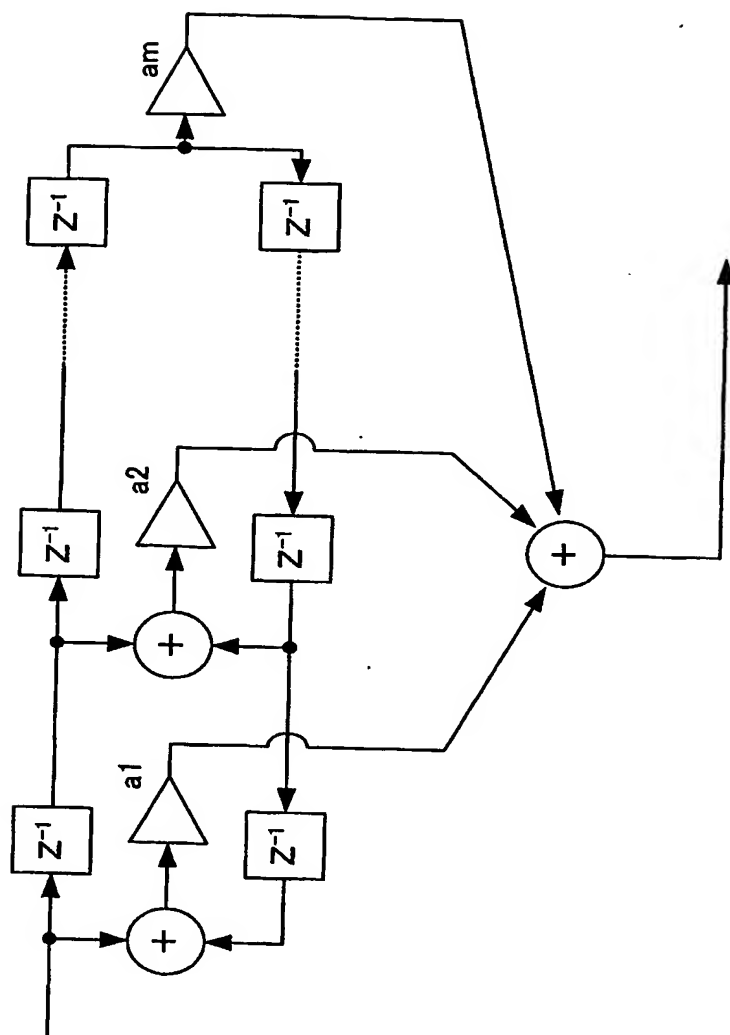
【図 1】



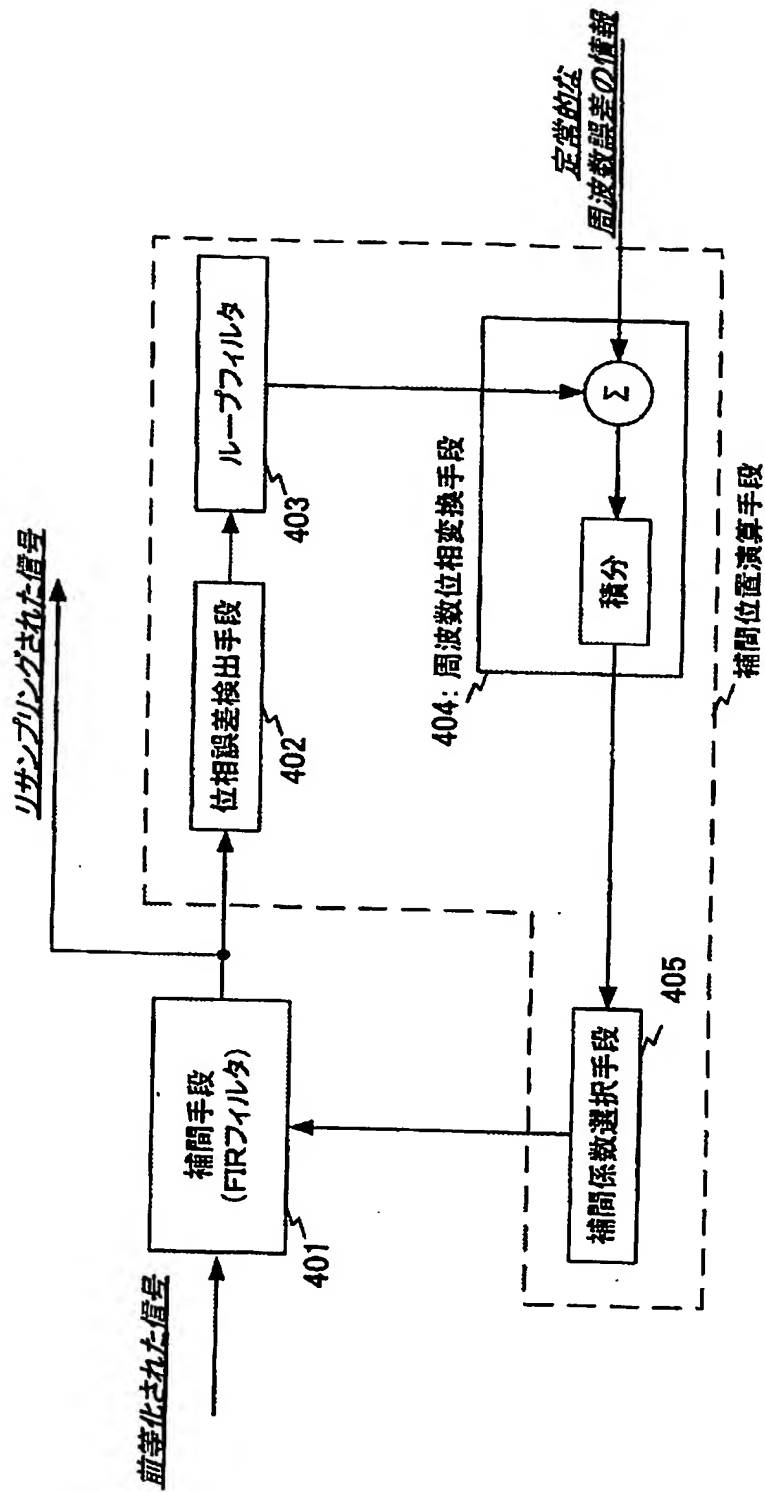
【図 2】



【図 3】



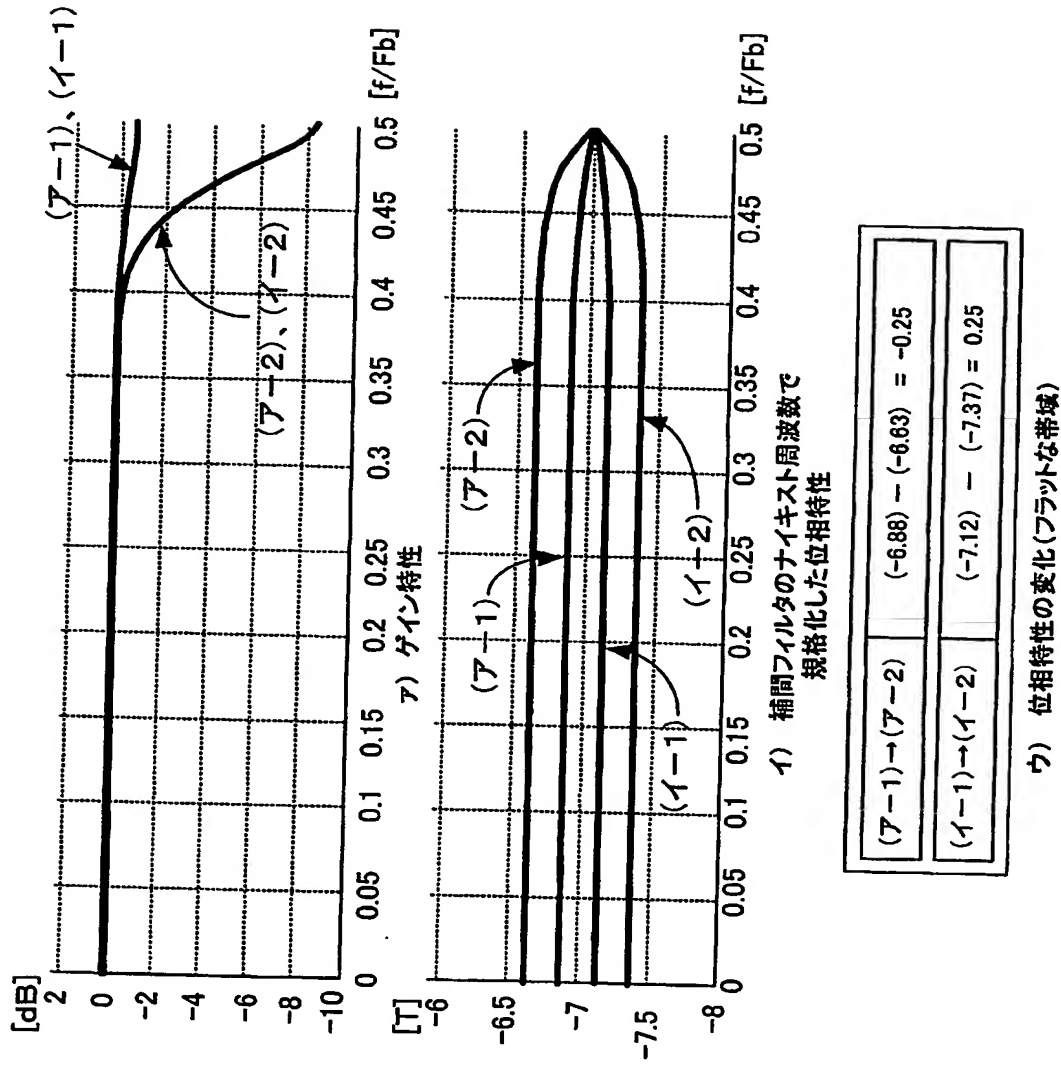
【図 4】



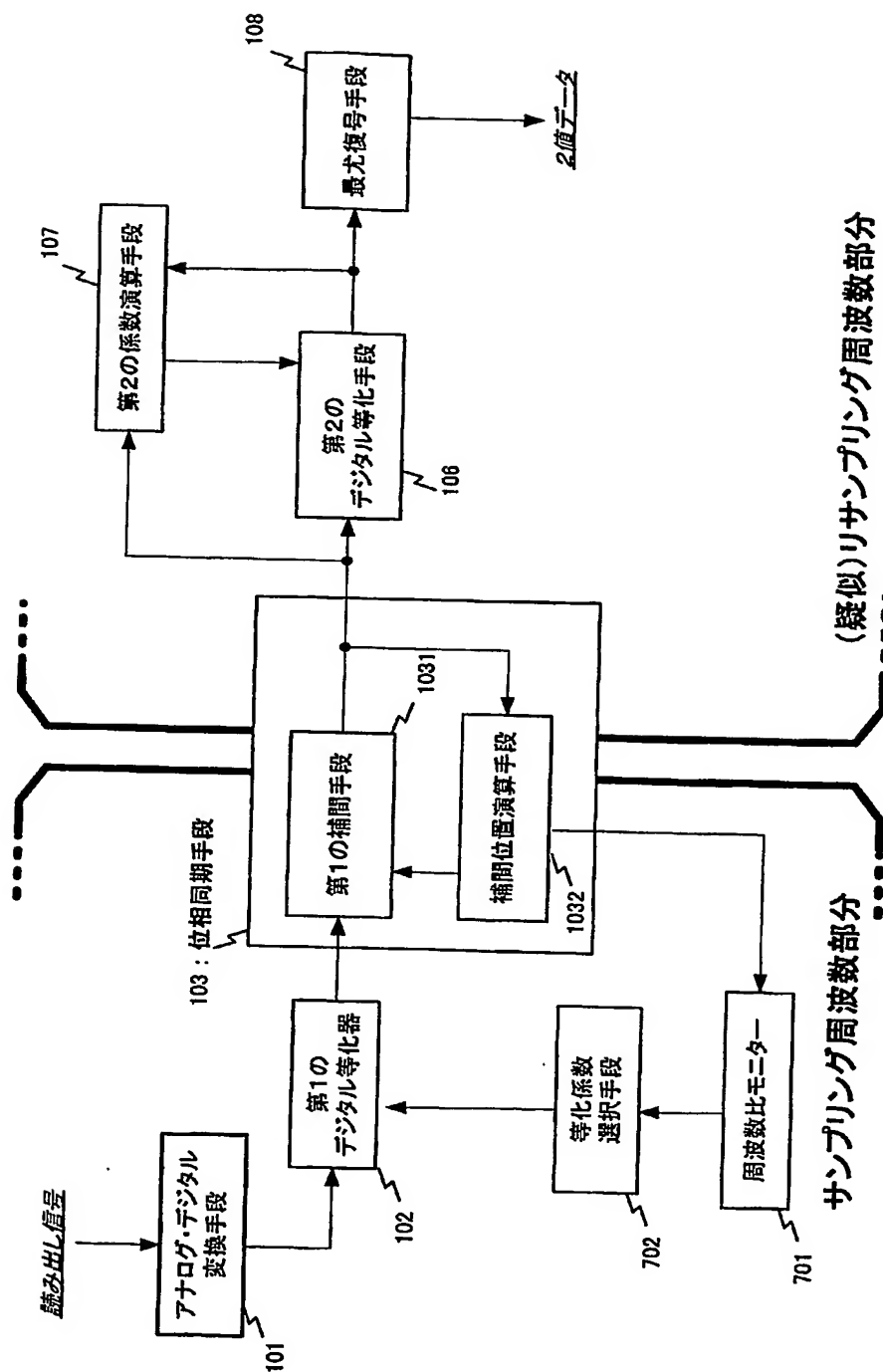
【図 5】

h	COE(1)	COE(2)	COE(3)	COE(4)	COE(5)	COE(6)	COE(7)	COE(8)
	COE(9)	COE(10)	COE(11)	COE(12)	COE(13)	COE(14)	COE(15)	
h1(ア-1)	0.0017	-0.0038	0.0083	-0.0162	0.0299	-0.0582	0.1350	0.9739
	-0.1028	0.0475	-0.0257	0.0138	-0.0069	0.0031	-0.0015	
h1(ア-2)	0.0049	-0.0112	0.0239	-0.0458	0.0839	-0.1624	0.4632	0.7798
	-0.1980	0.0979	-0.0533	0.0283	-0.0137	0.0080	-0.0032	
h2(イ-1)	-0.0015	0.0031	-0.0069	0.0138	-0.0257	0.0475	-0.1028	0.9739
	0.1350	-0.0582	0.0299	-0.0162	0.0083	-0.0038	0.0017	
h2(イ-2)	-0.0032	0.0060	-0.0137	0.0283	-0.0533	0.0979	-0.1980	0.7798
	0.4632	-0.1624	0.0839	-0.0458	0.0239	-0.0112	0.0049	

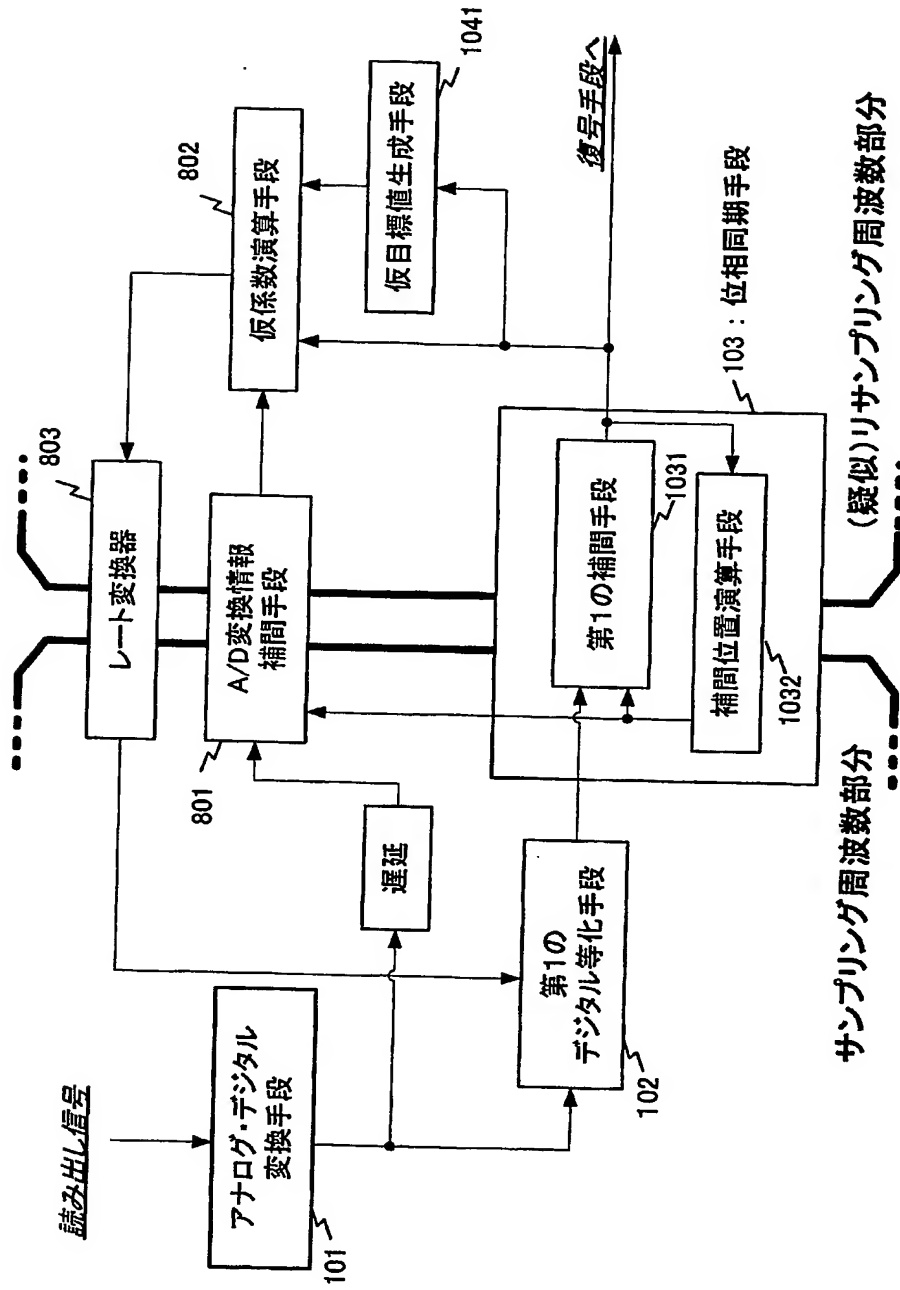
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 規模が小さく、演算精度が良好な信号処理を行うことができ、再生信号品質の向上及び異常信号に対してのプレイアビリティを向上することが可能な適応等化回路及び適応等化方法を提供する。

【解決手段】 位相同期した後のリサンプリング周波数部分での信号から、等化目標生成手段 104 でサンプリング周波数部分での等化目標値（真目標値）をもとめ、この等化目標値と、前置デジタル等化手段 102 の入出力信号から、前置デジタル等化手段 102 のタップ係数を適応的に演算する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 2 - 3 4 9 6 8 3

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 8 日
[変更理由]	新規登録
住 所	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地
氏 名	松下電器産業株式会社